

УДК 621.376.4

Мороз Г.В.¹, Чорнобородов М.П.²

¹ асист. ЗНТУ

² доц. ЗНТУ

СИНТЕЗ АНСАМБЛІВ ПСЕВДОВИПАДКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ

Два радіосигнали, що мають однакову потужність і відрізняються лише фазою на 180° , мають максимально можливий ступінь розділення. Функція їхньої взаємної кореляції за відсутності часового зсуву дорівнює -1. Під час пошуку оптимальної форми сигналів для забезпечення найбільшої завадостійкості передачі дискретних повідомлень, були запропоновані двійкові псевдовипадкові послідовності.

Максимальне відношення сигнал/шум за оптимальної фільтрації забезпечують радіосигнали, фазоманіпульовані за кодом Баркера. Ці послідовності забезпечують мінімальний рівень бічних пелюсток (РБП) стиснутого сигналу на виході узгодженого фільтра (РБП= $1/N$, де N - довжина кодової послідовності). Але коди Баркера відомі лише для порівняно коротких послідовностей на 3, 4, 5, 7, 11 й 13 імпульсів [1, с. 415]. М-послідовності забезпечують РБП= $1/\sqrt{N}$, але не мають обмежень на довжину N .

Вхідним пристроєм узгодженого фільтра для фазокодоманіпульованих сигналів є багатовідвідна лінія затримки, число відводів якої дорівнює числу її комірок N . Фільтрація вхідного сигналу здійснюється шляхом домноження амплітуди кожного елемента ковзкого вікна x_i на коефіцієнти $k_i = \pm 1$ [1, с. 416] і наступним додаванням усіх значень у суматорі Σ .

Шляхом оптимізації значень вагових коефіцієнтів k_i , вперше було розв'язано задачу синтезу кодових послідовностей для дворівневої (0° для $x_i = -1$ або 180° для $x_i = 1$) фазової маніпуляції радіоімпульсів. Синтез нових послідовностей і структури узгодженого фільтра з метою досягнення рівня бічних пелюсток на виході оптимального пристрою не гірше, ніж у коду Баркера, виконано шляхом розв'язання системи лінійних нерівностей:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \sum_{j=1}^i a_j \cdot x_{N-i+j} \right| \leq c_i, \quad i = 1, \dots, N-1 \\ \sum_{j=1}^N a_j \cdot x_j \geq N, \quad i = N \\ \left| \sum_{j=i-N+1}^N a_j \cdot x_{N-i+j} \right| \leq c_i, \quad i = N+1, \dots, 2 \cdot N-1 \end{array} \right. , \quad (1)$$

де a_i мають сенс шуканих значень кодової послідовності довжини N , x_i має сенс шуканих вагових коефіцієнтів, c_i має сенс рівня бічних пелюсток.

Оскільки рівень бічних пелюсток c_i не мусить перевищувати ± 1 , то розв'язання системи (1) може бути виконано безпосередньо тим чи іншим методом нелінійної багатовимірної оптимізації. Цей шлях забезпечує синтез оптимальної кодової послідовності $a_1, \dots, a_N$ й відповідного набору вагових коефіцієнтів $k_1, \dots, k_N$ для бажаної довжини N з метою отримання РБП $\leq 1/N$.

Таблиця 1 – Значення вагових коефіцієнтів k_i ансамблю з $N=25$

N	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	k_{10}	k_{11}	k_{12}	k_{13}
1	0,34	-0,74	1,49	-0,07	-0,07	-1,04	1,09	-1,75	1,24	1,54	-2,59	1,47	1,82
2	0,07	-0,44	1,06	-0,14	0,20	-2,37	0,56	0,96	-0,02	-2,67	-3,16	1,48	2,65
3	-0,45	-0,02	-1,13	-0,69	-1,09	0,85	-1,21	1,49	-0,77	-1,41	0,96	-1,31	1,87
4	-0,43	0,58	-1,57	2,03	-0,50	0,77	-1,43	-0,96	1,99	-0,96	-1,96	2,16	1,84
5	0,24	0,42	-0,53	0,60	-0,14	0,81	-0,58	0,58	-2,10	0,73	1,66	-2,16	1,77
6	-0,24	0,42	1,24	-0,55	-1,99	0,97	0,47	-0,98	-0,76	2,23	-1,35	3,21	-1,76
7	-1,15	0,39	-0,43	0,23	-0,48	0,46	-1,33	0,56	-1,39	-1,14	0,99	-1,20	0,66
8	-1,25	1,46	0,88	-0,89	-0,84	0,26	1,57	-2,79	1,98	-1,27	2,24	0,90	-0,80

Продовження табл. 1

N	k_{14}	k_{15}	k_{16}	k_{17}	k_{18}	k_{19}	k_{20}	k_{21}	k_{22}	k_{23}	k_{24}	k_{25}	$k_{\text{кн}}$
1	-1,37	-2,04	-1,44	1,11	1,83	0,85	1,13	-0,03	0,02	1,19	0,65	0,32	19,91
2	2,65	1,79	2,08	2,21	-0,33	0,36	-0,02	-2,69	0,19	0,00	-1,19	0,38	18,85
3	3,23	1,30	2,36	0,49	-1,17	-0,26	0,96	1,70	-0,60	-1,14	0,42	0,19	18,75
4	-0,77	-1,39	-1,83	-0,32	1,15	0,49	0,60	1,08	0,61	0,85	0,68	0,87	18,53
5	2,14	-1,87	-2,47	-1,23	1,66	1,39	0,91	0,91	-0,21	0,79	1,25	0,30	18,39
6	-1,26	-0,94	-1,49	0,71	1,50	1,21	0,80	1,05	-0,62	1,01	0,09	0,41	18,30
7	0,71	-2,04	-1,23	-1,80	-2,40	-1,23	0,18	0,74	-0,81	-0,86	1,35	1,04	18,29
8	-1,24	-1,25	-1,59	1,55	0,79	1,40	0,88	0,35	0,59	0,49	0,49	1,61	18,28

Примітки: закон фазової маніпуляції радіоімпульсів визначається так: $x_i = \text{sign}(k_i)$, де sign – функція визначення знаку аргументу.

Пошук ансамблю квазіоптимальних псевдовипадкових послідовностей довжини N може бути здійснений методом повного перебору: шляхом задавання значень кодової послідовності a_i (від 0 до 2^N-1), розв'язання системи (1) зводиться до розв'язання задачі лінійного програмування. У

табл. 1 наведено ансамбль перших восьми сигналів для $N=25$ за критерієм максимуму коефіцієнта когерентного накопичення $k_{\text{кн}}=1/\text{РБП}$.

Для $N<16$ отримано по дві послідовності з $\text{РБП} \leq 1/N$ (або $k_{\text{кн}} \geq N$). Для $N=16..28$ отримано мінімальне значення $\text{РБП} \leq 1/(N-5)$, але це ліпше, ніж $\text{РБП}=2/N$ [2]. Задавшись допустимим зниженням $k_{\text{кн}}$ (відносно максимального – див. рядок No 1 у табл.1), отримуємо ансамбль (див. решту рядків у табл. 1).

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Волощук Ю. І. Сигнали та процеси у радіотехніці: Підручник для вищих навчальних закладів. – Х.: ХНУРЕ, 2003. – Ч. 1. – 648 с.

2. Turyn R. Sequences with small correlation. Error correcting codes. – New York: John Wiley and Sones, 1968. – 240 p.